

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-130565

(43) 公開日 平成8年(1996)5月21日

(51) Int. Cl.⁶

H 0 4 L 27/22

H 0 4 B 7/26

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

9297-5K

H 0 4 L 27/ 22

Z

H 0 4 B 7/ 26

C

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号

特願平6-265437

(22) 出願日

平成6年(1994)10月28日

(71) 出願人 392026693

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号

(72) 発明者 府川 和彦

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72) 発明者 鈴木 博

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

(74) 代理人 弁理士 草野 卓 (外1名)

(54) 【発明の名称】 予測形同期検波器

(57) 【要約】

【目的】 キャリア周波数オフセット及びフェージング変動による特性劣化を改善する。

【構成】 シンボル周期Tごとにサンプリングされた受信信号 $y_s(i)$ が、複素シンボル系列候補 $a_m(i) \sim a_m(i-L)$ (L : 自然数、図では $L=3$) により手段27で逆変調され、逆変調信号系列 $z_m(i) \sim z_m(i-L)$ を得、その $z_m(i-1) \sim z_m(i-L)$ を重み付け合成して前方予測値を作り、これと $z_m(i)$ との差の前方予測誤差 $\alpha_{fm}(i)$ を得、 $z_m(i) \sim z_m(i-L+1)$ を重み付け合成して後方予測値を作り、これと $z_m(i-L)$ との差の後方予測誤差 $\alpha_{bm}(i)$ を得、 $\alpha_{fm}(i)$ と $\alpha_{bm}(i)$ の各絶対値2乗の和を尤度情報として最尤系列推定回路32で最尤推定を行って $a_m(i) \sim a_m(i-L)$ と判定信号を出力する。パラメータ推定回路47は $z_m(i) \sim z_m(i-L)$ 、 $\alpha_{fm}(i)$ 、 $\alpha_{bm}(i)$ を入力して予測値を作る際の重み付け係数を推定する。

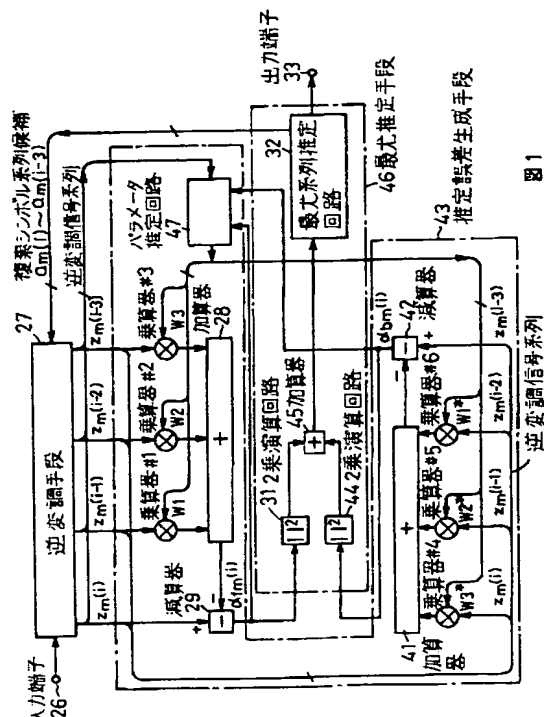


図1

【特許請求の範囲】

【請求項1】 一定のサンプリング周期Tでサンプリングされた受信信号と複素シンボル系列候補とを入力し、上記複素シンボル系列候補を用いて現時点から過去LT（L：自然数）までの上記受信信号を逆変調して逆変調信号系列を出力する逆変調手段と、現時点を除く上記逆変調信号系列を重み付け合成することにより前方予測値を生成し、その前方予測値と現時点の上記逆変調信号との差分を前方推定誤差として出力し、過去LTの時点を除く上記逆変調信号系列を重み付け合成することにより後方予測値を生成し、その後方予測値と過去LTの時点の上記逆変調信号との差分を後方推定誤差として出力する推定誤差生成手段と、上記前方推定誤差と上記後方推定誤差を尤度情報として最尤系列推定を行い、上記複素シンボル系列候補と判定信号を出力する最尤推定手段とから構成されることを特徴とする予測形同期検波器。

【請求項2】 上記推定誤差生成手段において、上記前方予測値と上記後方予測値を生成する際の重み付け係数は、上記前方推定誤差と上記後方推定誤差と上記逆変調信号系列とを用いて上記前方推定誤差と上記後方推定誤差との2乗和が最小になるように制御する手段を含むことを特徴とする請求項1記載の予測形同期検波器。

【請求項3】 各ダイバーシチブランチごとに請求項1の上記逆変調手段と上記推定誤差生成手段とが設けられ、上記各ダイバーシチブランチごとの上記前方推定誤差と上記後方推定誤差とを尤度情報として最尤系列推定が行われて上記複素シンボル系列候補と上記判定信号とを出力する最尤推定手段を具備することを特徴とする請求項1又は2記載の予測形同期検波器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は、デジタル無線通信に用いられ、受信信号を複素シンボル系列候補で逆変調して逆変調信号系列を得、現時点の逆変調信号を除く逆変調信号系列を重み付け合成して予測値を生成し、その予測値と現時点の逆変調信号との差の推定誤差を得、その推定誤差を尤度情報として最尤系列推定を行って複素シンボル系列候補と判定信号を出力する予測形同期検波器に関するものである。

【0002】

【従来の技術】 デジタル無線通信における受信機の構成例を図4に示す。アンテナ11に到来した受信波は低雑音アンプ12で増幅される。その増幅出力は周波数発振器13からのRF基準周波数信号とミキサ14で乗算され、そのミキサ14の出力はバンドパスフィルタ15を通過してRF周波数帯からIF周波数帯へダウンコンバートされる。そのIF周波数帯信号はAGCアンプ16により検波に適するレベルに増幅される。AGC（A

uto Gain Control）アンプ16の出力は、直交検波器17で周波数発振器18からのIF基準周波数信号を用いて直交検波され、ベースバンド受信信号の同相成分と直交成分とが出力される。これらの信号はA/D変換器21、22でそれぞれサンプリングされ、デジタル信号へと変換される。ここで、サンプリング周期は受信波における変調のシンボル周期Tとし、サンプリングオフセットは零とする。検波器23はA/D変換器21、22でサンプリングされた受信信号を入力し、デジタル信号処理の技術を用いて検波し判定信号を出力端子24に出力する。

【0003】 以下では全ての信号を、同相成分を実数部で、直交成分を虚数部で表す複素表示で表すことにし、時刻 $t = iT$ でサンプリングされた受信信号を $y_s(i)$ とする。なお、サンプリングされた受信信号 $y_s(i)$ には、送信側と、受信側とのRF及びIF基準周波数の周波数差のため、キャリア周波数オフセット成分 Δf_c が含まれる。

【0004】 サンプリングされた受信信号 $y_s(i)$ は、キャリア周波数オフセット Δf_c により時間的に変動するだけでなく、伝搬路のフェージング変動によって大幅に変動する。以下では、移動通信の下り回線を例に、図5を用いてこのフェージング変動について説明する。図5Aで、受信側の移動体25は速度 v で移動し、移動伝搬路は多重波伝搬であり、3波の素波#1～#3が到来するものとし、これらの素波は基地局から或る遅延時間後移動体に到来するが、素波間の遅延時間差はシンボル周期Tに較べて無視できるものとする。第1素波#1が移動体の進行方向 v に対して到来角 ϕ_1 で到来すると、 $f_D \cos(\phi_1)$ のドップラーシフトを受ける。ここで、 f_D は最大ドップラー周波数であり、 v/λ （ λ ：電波の波長）である。他の第2、第3素波#2、#3も同様であり、到来角を ϕ_2 、 ϕ_3 とすると、 $f_D \cos(\phi_2)$ 、 $f_D \cos(\phi_3)$ のドップラーシフトを受ける。熱雑音電力が無視できる場合、受信信号 $y_s(i)$ を逆変調操作により変調成分を除去し無変調受信信号を生成すると、無変調受信信号の周波数スペクトラムは図5Bに示すように、 $\Delta f_c + f_D \cos(\phi_1)$ 、 $\Delta f_c + f_D \cos(\phi_2)$ 、 $\Delta f_c + f_D \cos(\phi_3)$ に対応する3つの線スペクトラムが現われる。

【0005】 移動体の速度 v が速く、使用する電波の周波数帯が高いとき、最大ドップラー周波数 f_D は非常に大きくなり受信信号 $y_s(i)$ は高速に変動する。検波方式として代表的なものに同期検波と遅延検波とがあるが、通常の同期検波ではこの変動に追従できず特性が大幅に劣化する。一方、遅延検波は変動に対する追従性は同期検波に較べて優れているが、 f_D が非常に大きい場合には同期検波と同様に劣化する。

【0006】 受信信号の変動に対する追従性が優れ、最

3

大ドップラー周波数 f_D の値によらず検波可能な検波器としては、Lodge たちが提案した予測形同期検波が知られている (Lodge, H. J., and M. L. Moher, "Maximum likelihood sequence estimation of CPM signals transmitted over Rayleigh flat-fading channels," IEEE Trans. Comm

$$y_s(i) = h(i)a(i) + n_s(i) \quad (1)$$

となる。ここで、 $h(i)$ は時刻 $t = iT$ の複素フェージング振幅、 $a(i)$ は時刻 $t = iT$ の変調の複素シンボル、 $n_s(i)$ は時刻 $t = iT$ の熱雑音信号である。 $h(i)$ のスペクトラムは図5Bに示したように線スペクトラムで表され、 $h(i)$ は時間的に激しく変動する。 $a(i)$ はPSK (Phase Shift Keying) 変調の場合絶対値が1となり、特にBPSK (Binary Phase Shift Keying) 変調のとき ± 1 の値をとる。

【0007】入力端子26からの受信信号 $y_s(i)$ は

$$z_m(i) = h(i) + n_s(i)a(i)^{-1} \quad (2)$$

となり、式(2)の右辺第2項の雑音成分が無視できれば、複素フェージング振幅 $h(i)$ に等しくなる。

【0008】逆変調回路#2、逆変調回路#3、逆変調回路#4も同様に、それぞれ $y_s(i-1)$, $y_s(i-2)$, $y_s(i-3)$ と、 $a_m(i-1)$, $a_m(i-2)$, $a_m(i-3)$ とを入力し、逆変調信号 $z_m(i-1)$, $z_m(i-2)$, $z_m(i-3)$ を出力する。ここで、遅延素子#1から#3及び逆変調回路#1から#4は逆変調手段27に相当し、現時点から過去 LT ($L=3$) までの受信信号をそれぞれ逆変調して逆

$$h(i) = \sum w_k h(i-k) + v(i) \quad (3)$$

となる。ここで、 \sum は $k=1$ から3まで、 $\{w_k\}$ はARパラメータ、 $v(i)$ は生成雑音であり白色雑音である。

【0010】複素シンボル候補 $a_m(i)$ が真の複素シンボル

$$\sum w_k z_m(i-k)$$

とする。ここで、 \sum は $k=1$ から3までである。この推定値は前方予測値であり、逆変調回路#2から#4の各出力 $z_m(i-1) \sim z_m(i-3)$ にそれぞれ乗算器#1から#3で重み $w_1 \sim w_3$ をそれぞれ乗算し、これら乗算出力を加算器28を用いて加算し、つまり現時点を除く逆変調信号系列を重み付け合成して式(4)の推定値(前方予測値)が得られる。減算器29は、この前方予測値と現時点の逆変調信号 $z_m(i)$ との差分を計算し、前方推定誤差 $\alpha_{fm}(i)$ として出力する。この前方推定誤差 $\alpha_{fm}(i)$ の絶対値2乗は、複素シンボル系列候補 $a_m(i) \sim a_m(i-3)$ が真の複素シンボル系列に一致するとき小さくなり、一致しないと大きくなる。従って、 $|\alpha_{fm}(i)|^2$ に負の定数を乗算したものをブランチメトリックとし、ブランチメトリック

4

un., vol. COM-38, No. 6, pp. 787-794, June 1990)。図6にこの予測形同期検波の構成を示す。まず、入力端子26からサンプリングされた受信信号 $y_s(i)$ が入力する。図中で、 $y_s(i)$ は同相成分及び直交成分の2成分を持つが、1本線で表している。以下では、同相成分及び直交成分の2成分を併せ持つ信号は全て、1本線で表すことにする。 $y_s(i)$ は式で表すと

10 遅延素子#1、遅延素子#2、遅延素子#3によりそれぞれ遅延されて信号 $y_s(i-1)$, $y_s(i-2)$, $y_s(i-3)$ が出力される。逆変調回路#1は、 $y_s(i)$ と、複素シンボル系列候補に含まれる時刻 $t = iT$ の複素シンボル候補 $a_m(i)$ とを入力し、 $y_s(i)$ に $a_m(i)^{-1}$ を乗算することにより逆変調操作を行い、時刻 $t = iT$ の逆変調信号 $z_m(i)$ を出力する。ここで、 $a_m(i)$ が真の複素シンボル $a(i)$ に一致するとき、 $z_m(i)$ は

$$z_m(i) = h(i) + n_s(i)a(i)^{-1} \quad (2)$$

変調信号系列を出力する。

【0009】複素フェージング振幅 $h(i)$ のスペクトラムが、図5Bに示すように3つの線スペクトラムで表されるとき、 $h(i)$ は3次以上のARモデル (Autoregressive Model) で表すことができる (S. Haykin 著、Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall 出版、第2章、1st ed., 1986)。 $h(i)$ を3次のARモデルで表すと、

$$h(i) = \sum w_k h(i-k) + v(i) \quad (3)$$

ンボル $a(i)$ に一致するとき、 $z_m(i)$ は複素フェージング振幅 $h(i)$ にほぼ等しくなることと、式

(3)を考慮し、現時点の逆変調信号 $z_m(i)$ の推定値を

$$(4)$$

の累積値を対数尤度関数とすれば、対数尤度関数を最大にする複素シンボル系列候補が最尤系列となる。従って2乗演算回路31で前方推定誤差 $\alpha_{fm}(i)$ の絶対値2乗に負の定数を乗算したものを生成し、最尤系列推定回路32で、この前方推定誤差 $\alpha_{fm}(i)$ の絶対値2乗を尤度情報として、上述の操作、即ち最尤系列推定を行い、複素シンボル系列候補 $a_m(i) \sim a_m(i-3)$ を出力し、最尤系列を判定信号として出力端子33から出力する。ここで、可能性のある全ての複素シンボル系列候補に対して対数尤度関数を計算すると演算量が膨大になる。そこで、明らかに最尤系列とはならない複素シンボル系列候補を順次除外し、演算量を削減する。そのアルゴリズムとして、例えば、ビタビアルゴリズム (Viterbi, G. D., Jr., "The Viterbi

bi algorithm." Proc. IEEE, vol. 16, pp. 268-278, March 1973) や、ツリーサーチアルゴリズム (Anderson, J., B., and S. Mohan, "Sequential coding algorithms: A survey and cost analysis", IEEE Trans. Commun., vol. COM-32, pp. 169-176, Feb. 1984) が知られており、これらを適用する。前述の前方予測値を生成する際の重み付け係数、即ちARパラメータは、図中のパラメータ推定回路34が推定する。具体的には、前方推定誤差 $\alpha_{fm}(i)$ と逆変調信号系列 $z_m(i) \sim z_m(i-3)$ とを入力として、 $\alpha_{fm}(i)$ の平均2乗が最小になるように最小2乗法を用いて推定する。最小2乗法としては、正規方程式を厳密に逐次的に解くRLSアルゴリズムや、近似的に解くL

$$K(i) = P(i-1) C(i) / (1 + C^H(i) P(i-1) C(i)) \quad (5-a)$$

$$\alpha_{fm}(i) = z_m(i) - C^H(i) X(i-1) \quad (5-b)$$

$$X(i) = X(i-1) + K(i) \alpha_{fm}(i) \quad (5-c)$$

$$P(i) = P(i-1) - K(i) C^H(i) P(i-1) \quad (5-d)$$

となる。ここで、 $C(i)$ 及び $X(i)$ は以下で定める $L(L=3)$ 次元ベクトルである。

$$C^H(i) = [z_m(i-1) \ z_m(i-2) \ z_m(i-3)] \quad (6-a)$$

$$X^H(i) = [w_1 * (i) \ w_2 * (i) \ w_3 * (i)] \quad (6-b)$$

なお、 $*$ は複素共約を、 H は複素共約転置を表し、 $w_l(i)$ ($l=1, 2, 3$)の w_l の時刻 $t=iT$ の推定値である。 $P(i)$ は $L \times L$ 行列で、 $C(i)$ の自己相関行列の逆行列、 $K(i)$ は L 次元ゲインベクトルである。

【0013】データ信号区間では、(i)現時点で最大尤度となる複素シンボル系列候補の $\alpha_{fm}(i)$ を用いる、又は(ii)生き残った全ての複素シンボル系列候補の $\alpha_{fm}(i)$ を用いて、 $\alpha_{fm}(i)$ の平均2乗が最小になるようにパラメータ推定する方法等が考えられる。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】最小2乗法によるパラメータ推定において、パラメータ推定精度は熱雑音信号の平均電力に伴って劣化し、時定数が大きくなるに従って改善される。従って、受信信号のレベルが低く相対的に熱雑音信号の平均電力が大きいとき、パラメータ推定精度は劣化する。トレーニング終了時における推定精度が悪いと、熱雑音電力が見かけ上増加することになるので、検波器の誤り率は劣化する。今、トレーニング信号長を N_T とすると、トレーニング終了時における時定数は $N_T - L$ となる。トレーニング終了時における推定精度を改善するためには、トレーニング信号長を長くする必要がある。しかし、トレーニング信号長は固定であり、トレーニング終了時における推定精度は改善できず、検波器の誤り率特性は改善できなかった。特に、相対的に熱雑音信号の平均電力が大きいとき、トレーニン

MSアルゴリズム等が知られている (S. Haykin 著、Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall出版, 1st ed., 1986)。

【0011】次に、図5Cに示すバースト構成で変調波が送信される場合について、より詳細にパラメータ推定について述べる。図5Cに示すバースト構成では、既知のトレーニング信号35の後にデータ信号36が続く構成であり、バースト長は、伝搬状況がバースト区間で大幅に変化しないように設定する。最初はトレーニング信号35を使ってパラメータ推定を収束させる。即ち、図6の最尤系列推定回路32が出力する複素シンボル系列候補を、トレーニング信号35に対応する複素シンボル系列に設定する。トレーニング信号区間でパラメータ推定を収束させるため、収束が一番速いRLSアルゴリズムを適用する。RLSアルゴリズムは

【0012】

グ終了時における推定精度が劣化し、それに伴い、誤り率特性は大幅に劣化した。

【0015】この発明の課題は、キャリア周波数オフセット及びフェージング変動による特性劣化を克服し、かつ熱雑音による劣化が少ない予測形同期検波器を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】この発明による予測形同期検波器は、(1)一定のサンプリング周期 T でサンプリングされた受信信号と複素シンボル系列候補とを入力して、現時点から過去 LT (L :自然数)までの受信信号を逆変調して逆変調信号系列を出力する逆変調手段、(2)現時点を除く逆変調信号系列を重み付け合成して前方予測値を生成し、前方予測値と現時点の逆変調信号との差分を前方推定誤差として出力し、一方、過去 LT の時点を除く逆変調信号系列を重み付け合成して後方予測値を生成し、後方予測値と過去 LT の時点の逆変調信号との差分を後方推定誤差として出力する推定誤差生成手段、(3)前方推定誤差と後方推定誤差を尤度情報として最尤系列推定を行い、複素シンボル系列候補と判定信号を出力する最尤推定手段から構成されている。

【0017】推定誤差生成手段において、前方予測値と後方予測値を生成する際の重み付け係数は、前方推定誤差と後方推定誤差と該逆変調信号系列とを用いて、前方推定誤差と後方推定誤差の2乗和が最小になるように制御することが望ましい。ダイバーシチ受信を行なうため

には、各ダイハースチランチごとに逆変調手段と該推定誤差生成手段を設け、ダイハースチランチごとの前方推定誤差と後方推定誤差とを尤度情報とする。

【0018】

【作用】この発明における基本的な作用は次のようなものである。(1)逆変調手段では、現時点から過去LT(L:自然数)までの受信信号を逆変調して逆変調信号系列を出力する。(2)推定誤差生成手段では、現時点を除く逆変調信号系列から前方予測値を生成し、前方予測値と現時点の逆変調信号との差分を前方推定誤差として出力し、一方、過去LTの時点を除く逆変調信号系列から後方予測値を生成し、後方予測値と過去LTの時点の逆変調信号との差分を後方推定誤差として出力する。

(3)最尤推定手段では、前方推定誤差と後方推定誤差を尤度情報として最尤系列推定を行い、複素シンボル系列候補と判定信号を出力する。

【0019】この発明は従来技術とは、以下の点が異なる。現時点を除く逆変調信号系列から前方予測値を生成し、前方予測値と現時点の該逆変調信号との差分を前方推定誤差として出力するのみならず、この発明では過去LTの時点を除く逆変調信号系列から後方予測値を生成し、後方予測値と過去LTの時点の逆変調信号との差分を後方推定誤差として出力する。この前方推定誤差と後方推定誤差を尤度情報として最尤系列推定を行うこと。

【0020】

【実施例】請求項1及び請求項2の発明の実施例1を図1に示し、図6と対応する部分に同一符号を付けてある。入力端子26からサンプリングされた受信信号 $y_s(i)$ が逆変調手段27に入力する。逆変調手段27は、従来技術と同様、複素シンボル系列候補 $a_m(i)$ 、 $a_m(i-1)$ 、 $a_m(i-2)$ 、 $a_m(i-3)$ を用いて現時点から過去LT(L=3)までの受信信号 $y_s(i)$ 、 $y_s(i-1)$ 、 $y_s(i-2)$ 、 $y_s(i-3)$ をそれぞれ逆変調して逆変調信号系列 $\{z_m(i)$ 、 $z_m(i-1)$ 、 $z_m(i-2)$ 、 $z_m(i-3)\}$ を出力する。また従来技術と同様、前方予測値は、図中の乗算器#1から#3及び加算器28を用いて、現時点を除く逆変調信号系列を重み付け合成して得られる。減算器29により、その前方予測値と現時点の逆変調信号 $z_m(i)$ との差分を計算し、前方推定誤差 $\alpha_{fm}(i)$ として出力する。

【0021】この乗算器#1から#3及び加算器28を前方線形予測フィルタ(Forward Linear Prediction Filter)と見做すならば、後方線形予測フィルタ(Backward Linear Prediction Filter)は乗算器#4から#6及び加算器41となる。ここで、乗算器#4は逆変調信号 $z_m(i)$ に w_3^* を乗算し、乗算器

$$K_e(i) = P_{e(i-1)} C_e(i) / (I_2 + C_e^H(i) P_{e(i-1)} C_e(i)) \quad (7-a)$$

#5は逆変調信号 $z_m(i-1)$ に w_2^* を乗算し、乗算器#6は逆変調信号 $z_m(i-2)$ に w_3^* を乗算する。後方予測値は、乗算器#4から#6の各乗算出力を加算器41で加算して、つまり過去LTの時点を除く逆変調信号系列を重み付け合成して得られる。減算器42により、加算器41からの後方予測値と過去LT(L=3)の時点の逆変調信号 $z_m(i-3)$ との差分を計算し、後方推定誤差 $\alpha_{bm}(i)$ として出力する。ここで、乗算器#1から#6、加算器28、41、減算器29、42は推定誤差生成手段43に相当する。

【0022】前方推定誤差 $\alpha_{fm}(i)$ 及び後方推定誤差 $\alpha_{bm}(i)$ の絶対値2乗は、複素シンボル系列候補が真の複素シンボル系列に一致するとき小さくなり、一致しないと大きくなる。従って、 $|\alpha_{fm}(i)|^2 + \alpha_{bm}(i)|^2$ に負の定数を乗算したものをブランチメトリックとし、ブランチメトリックの累積値を対数尤度関数とすれば、その対数尤度関数を最大にする複素シンボル系列候補が最尤系列となる。2乗演算回路31からの前方推定誤差が絶対値2乗に負の定数を乗算したものと、2乗演算回路44により後方推定誤差の絶対値2乗に負の定数を乗算したものとを、加算器45で加算して尤度情報として最尤系列推定回路32に入力して、上述の操作、即ち最尤系列推定を行い、複素シンボル系列候補を出力し、最尤系列を判定信号として出力端子33から出力する。従来技術と同様、最尤系列推定にビタビアルゴリズムやツリーサーチアルゴリズムを適用して、演算量を減らすことも可能である。なお、 $\beta|\alpha_{fm}(i)|^2 + (1-\beta)|\alpha_{bm}(i)|^2$ ($0 \leq \beta \leq 1$)に負の定数を乗算したものをブランチメトリックとすることも可能である。ここで、2乗演算回路31、44、加算器45、最尤系列推定回路32は最尤推定手段46に相当する。

【0023】前述の前方予測値及び後方予測値を生成する際の重み付け係数、即ちARパラメータは、図中のパラメータ推定回路47が推定する。具体的には、前方推定誤差 $\alpha_{fm}(i)$ 、後方推定誤差 $\alpha_{bm}(i)$ と逆変調信号系列とを入力として、 $\alpha_{fm}(i)$ と $\alpha_{bm}(i)$ の2乗和、即ち、 $|\alpha_{fm}(i)|^2 + |\alpha_{bm}(i)|^2$ が最小になるように最小2乗法を用いて推定する。

【0024】図5Cに示したバースト構成で変調波が送信される場合について、より詳細にパラメータ推定について述べる。最初はトレーニング信号35を使ってパラメータ推定を収束させる。即ち、図1の最尤系列推定回路32が出力する複素シンボル系列候補を、トレーニング信号に対応する複素シンボル系列に設定する。トレーニング信号区間でパラメータ推定を収束させるため、収束が一番速いRLSアルゴリズムを適用する。この場合の、RLSアルゴリズムは式(5)と異なり、

9

$$\alpha_e(i) = z(i) - C_e^H(i) X(i-1)$$

$$X(i) = X(i-1) + K_e(i) \alpha_e(i)$$

$$P_e(i) = P_e(i-1) - K_e(i) C_e^H(i) P_e(i-1)$$

となる。ここで、 I_2 は 2 次元の単位行列、 α である。

$e(i)$ 及び $z_e(i)$ は以下で定める 2 次元ベクトル $[0 \ 0 \ 2 \ 5]$

$$\alpha_e^H(i) = [\alpha_{fm}^*(i) \ \alpha_{bm}(i)] \quad (8-a)$$

$$z_e^H(i) = [z_m^*(i) \ z_m(i-3)] \quad (8-b)$$

$C_e(i)$ は以下で定める $L \times 2$ 行列である。

$$C_e^H(i) = \begin{bmatrix} z_{\bullet}(i-1) & z_{\bullet}(i-2) & z_{\bullet}(i-3) \\ z_{\bullet}^*(i-2) & z_{\bullet}^*(i-1) & z_{\bullet}^*(i) \end{bmatrix} \quad (8-c)$$

$P_e(i)$ は $L \times L$ 行列で、 $C_e(i)$ の自己相関行列の逆行列、 $K_e(i)$ は $L \times 2$ のゲイン行列である。

【0026】データ信号区間では、(i) 現時点で最大尤度となる複素シンボル系列候補の $\alpha_{fm}(i)$ と $\alpha_{bm}(i)$ を用いる、又は (ii) 生き残った全ての複素シンボル系列候補の $\alpha_{fm}(i)$ と $\alpha_{bm}(i)$ を用いて、 $\alpha_{fm}(i)$ と $\alpha_{bm}(i)$ の 2 乗和の平均が最小になるようにパラメータ推定する方法等が考えられる。ここで、式

(5) のアルゴリズムは 1 回の更新で前方推定誤差 $\alpha_{fm}(i)$ のみを使っているが、式 (7) のアルゴリズムは前方推定誤差 $\alpha_{fm}(i)$ 及び後方推定誤差 $\alpha_{bm}(i)$ を使っている。前方推定誤差 $\alpha_{fm}(i)$ と後方推定誤差 $\alpha_{bm}(i)$ が無相関と近似できるならば、式 (7) のアルゴリズムは 1 回の更新で式 (5) のアルゴリズムに較べて 2 倍の情報を用いており、トレーニング終了時における時定数を実質 2 倍にすることができる。従って、トレーニング終了時におけるパラメータ推定精度を改善することができ、検波器の誤り率特性を改善することができる。

【0027】この発明の実施例 1 の有効性を調べるために、計算機シミュレーションを行った。その結果を図 2 に示す。変調方式は 20 k b/s BPSK 変調、平均 E_b/N_0 は 30 dB、伝搬路は 4 素波で構成されるレイリーフェージングとし、キャリア周波数オフセット成分 Δf_c は零とした。また、 L は 5 とし、 2^5 状態のビタビアルゴリズムを最尤系列推定に用いた。横軸は最大ドップラ周波数であり、縦軸は平均ビット誤り率であり、本発明を黒丸、従来技術を白丸で示している。従来技術に較べて、本発明は平均ビット誤り率が改善されていることがわかる。

【0028】なお、図 1 の構成で、追従性は犠牲にするがパラメータ推定を行わず、乗算器 #1 から #6 に設定する AR パラメータを定数にすることにより、演算量を削減することも可能である。次に、請求項 3 の発明の実施例 2 を図 3 に示す。本実施例は実施例 1 をダイバーシチ受信に拡張したものであり、ここで、ダイバーシチ

10

(7-b)

(7-c)

(7-d)

ランチ数は 2 とし、図 1 と対応する部分には、同一符号にブランチ #1 は添字 1 を付けて、ブランチ #2 は添字 2 を付けて示す。入力端子 261 からブランチ #1 のサンプリングされた受信信号が、入力端子 262 からブランチ #2 のサンプリングされた受信信号が入力する。各ダイバーシチブランチごとに、逆変調手段 271、272 と推定誤差生成手段 431、432 とがそれぞれ設けられている。ブランチ #1 側の推定誤差生成手段 431 が生成する前方推定誤差及び後方推定誤差を $\alpha_{fm}^{(1)}(i)$ 、 $\alpha_{bm}^{(1)}(i)$ とし、ブランチ #2 側の推定誤差生成手段 432 が生成する前方推定誤差及び後方推定誤差を $\alpha_{fm}^{(2)}(i)$ 、 $\alpha_{bm}^{(2)}(i)$ とする。前方推定誤差 $\alpha_{fm}^{(1)}(i)$ 、 $\alpha_{fm}^{(2)}(i)$ 及び後方推定誤差 $\alpha_{bm}^{(1)}(i)$ 、 $\alpha_{bm}^{(2)}(i)$ の絶対値 2 乗は、複素シンボル系列候補が真の複素シンボル系列に一致するとき小さくなり、一致しないと大きくなる。従って、 $|\alpha_{fm}^{(1)}(i)|^2 + |\alpha_{bm}^{(1)}(i)|^2 + |\alpha_{fm}^{(2)}(i)|^2 + |\alpha_{bm}^{(2)}(i)|^2$ に負の定数を乗算したものを加算器 451、452 及び加算器 49 を用いて生成してブランチメトリックとし、ブランチメトリックの累積値を対数尤度関数とすれば、その対数尤度関数を最大にする複素シンボル系列候補が最尤系列となる。最尤系列推定回路 32 は、各ダイバーシチブランチごとの前方推定誤差及び後方推定誤差を尤度情報として、上述の操作、即ち最尤系列推定を行い、複素シンボル系列候補を出力し、最尤系列を判定信号として出力端子 33 から出力する。従来技術と同様、最尤系列推定にビタビアルゴリズムやツリーサーチアルゴリズムを適用して、演算量を減らすことも可能である。なお、 $\beta_2 \beta_1 |\alpha_{fm}^{(1)}(i)|^2 + \beta_2 (1 - \beta_1) |\alpha_{bm}^{(1)}(i)|^2 + (1 - \beta_2) \beta_1 |\alpha_{fm}^{(2)}(i)|^2 + (1 - \beta_2) (1 - \beta_1) |\alpha_{bm}^{(2)}(i)|^2$ ($0 \leq \beta_1 \leq 1$, $0 \leq \beta_2 \leq 1$) に負の定数を乗算したものをブランチメトリックとすることも可能である。ここで、2 乗演算回路 311、312、441、442、加算器 451、452、49、最尤推定回路 32 は最尤推定手段 51 に相当する。

【発明の効果】以上説明したように、この発明ではパラメータ推定精度を改善することができるので、キャリア周波数オフセット及びフェージング変動による特性劣化を克服し、かつ熱雑音による劣化が少ない予測形同期検波器を提供できる。また、この予測形同期検波器を用いると、キャリア周波数オフセットを補正するAFC（Auto Frequency Control）回路等が不要となる。この発明はデジタル移動通信及びデジタル衛星通信に利用すると効果的である。

【図１】請求項１の発明の実施例１の構成を示すブロック図。

レイリーフェージング伝搬路
20kb/s BPSK, $E_b/N_0 = 30$ dB,

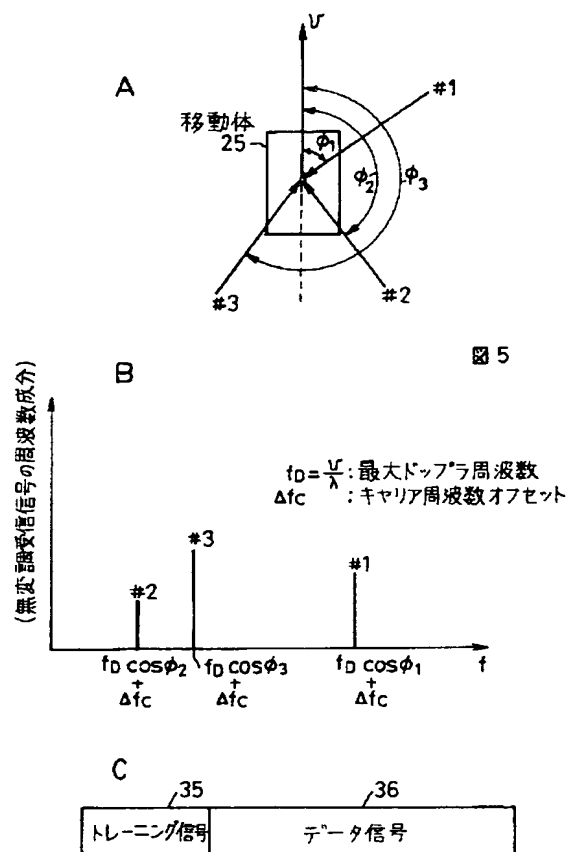
○ : 従来技術
● : 本発明

平均ビット誤り率

最大ドップラー周波数 (Hz)

最大ドップラー周波数 (Hz)	従来技術 (平均ビット誤り率)	本発明 (平均ビット誤り率)
10 ¹	~3.5 × 10 ⁻⁴	~3.5 × 10 ⁻⁴
2 × 10 ¹	~4 × 10 ⁻⁴	~4 × 10 ⁻⁴
5 × 10 ¹	~5 × 10 ⁻⁴	~5 × 10 ⁻⁴
10 ²	~1.5 × 10 ⁻³	~1 × 10 ⁻³
2 × 10 ²	~1.5 × 10 ⁻³	~8 × 10 ⁻⁴
5 × 10 ²	~6 × 10 ⁻⁴	~4 × 10 ⁻⁴
10 ³	~6 × 10 ⁻⁴	~6 × 10 ⁻⁴
2 × 10 ³	~5 × 10 ⁻⁴	~5 × 10 ⁻⁴

【图 5】



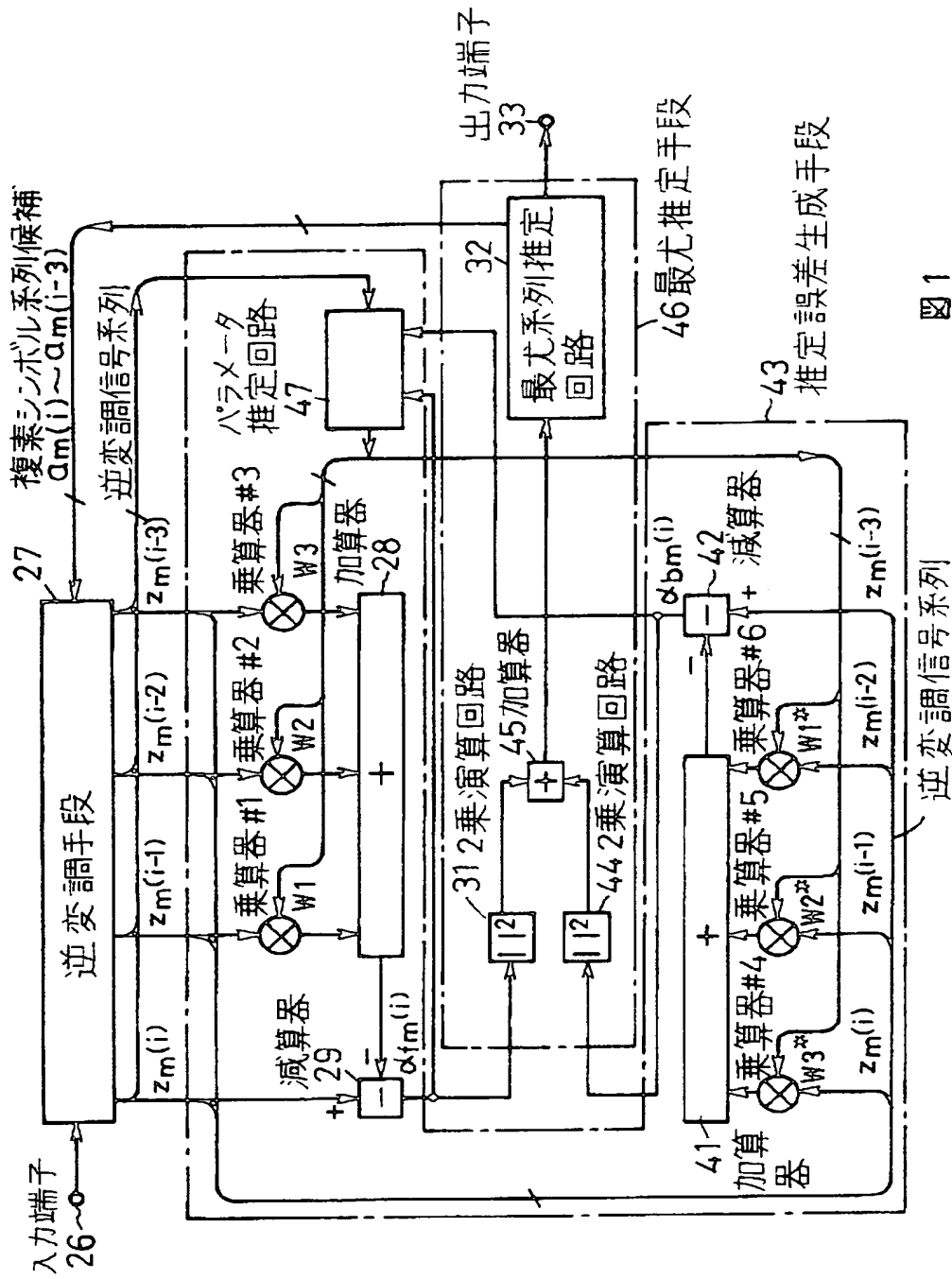


図 1

(図 1)

【図 3】

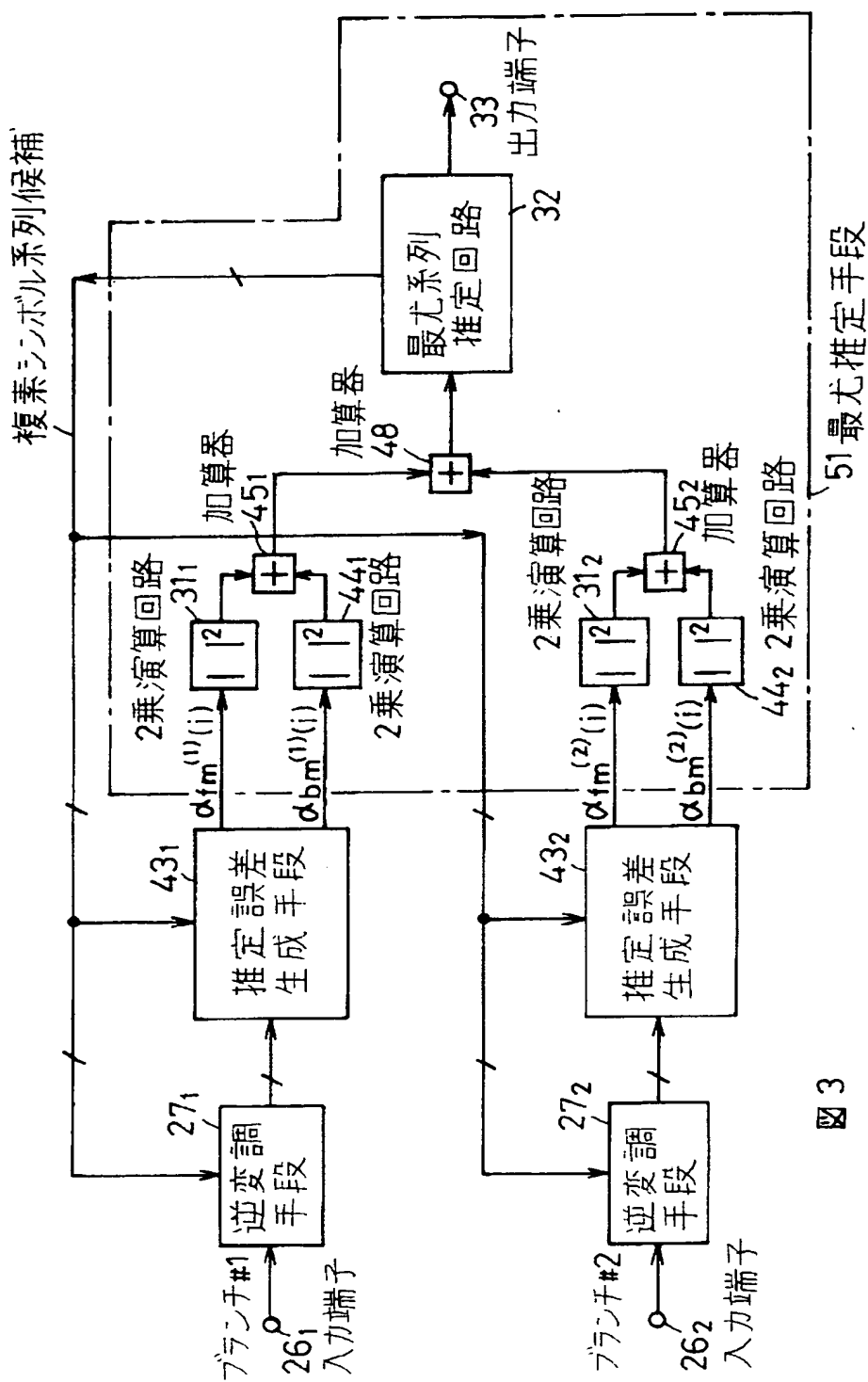


図 3

【図 4】

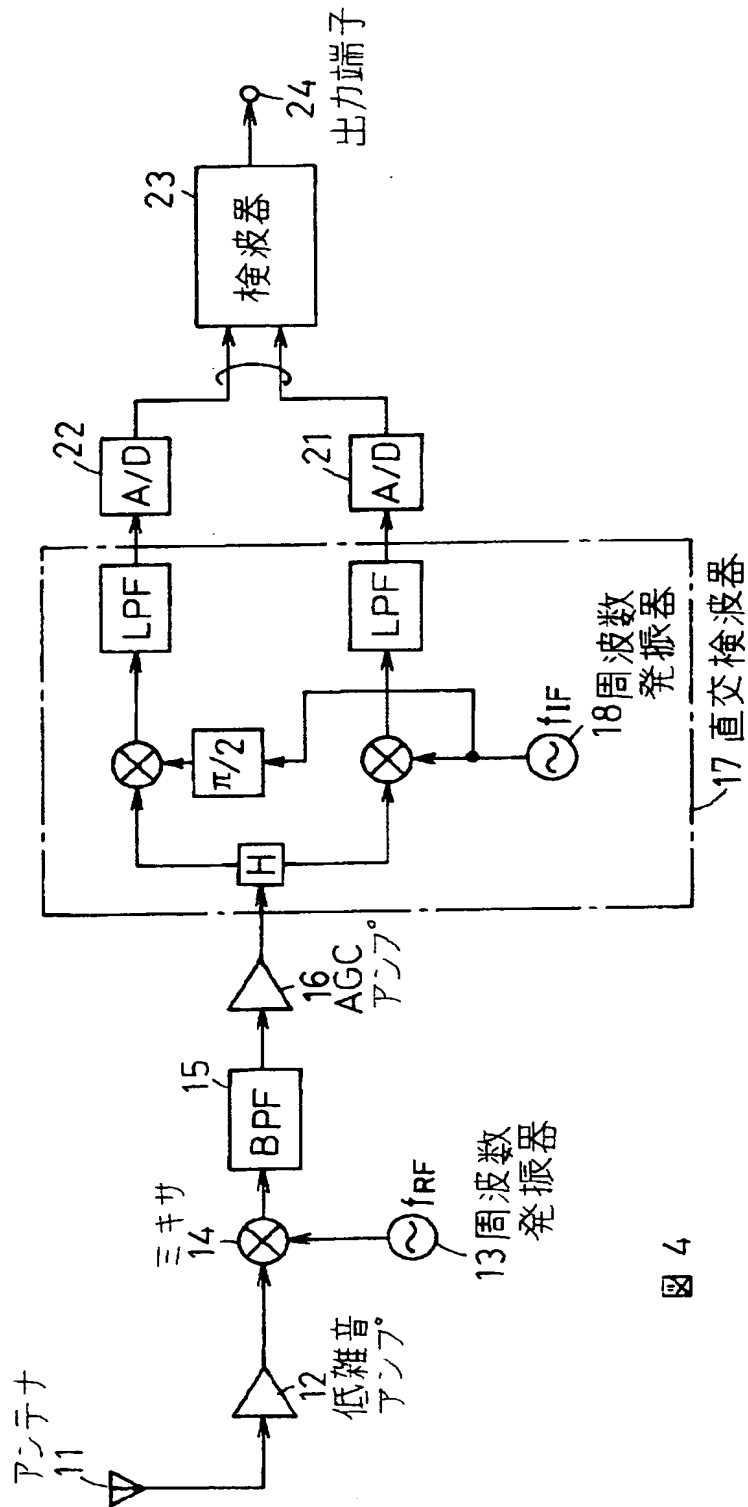


図 4

【図6】

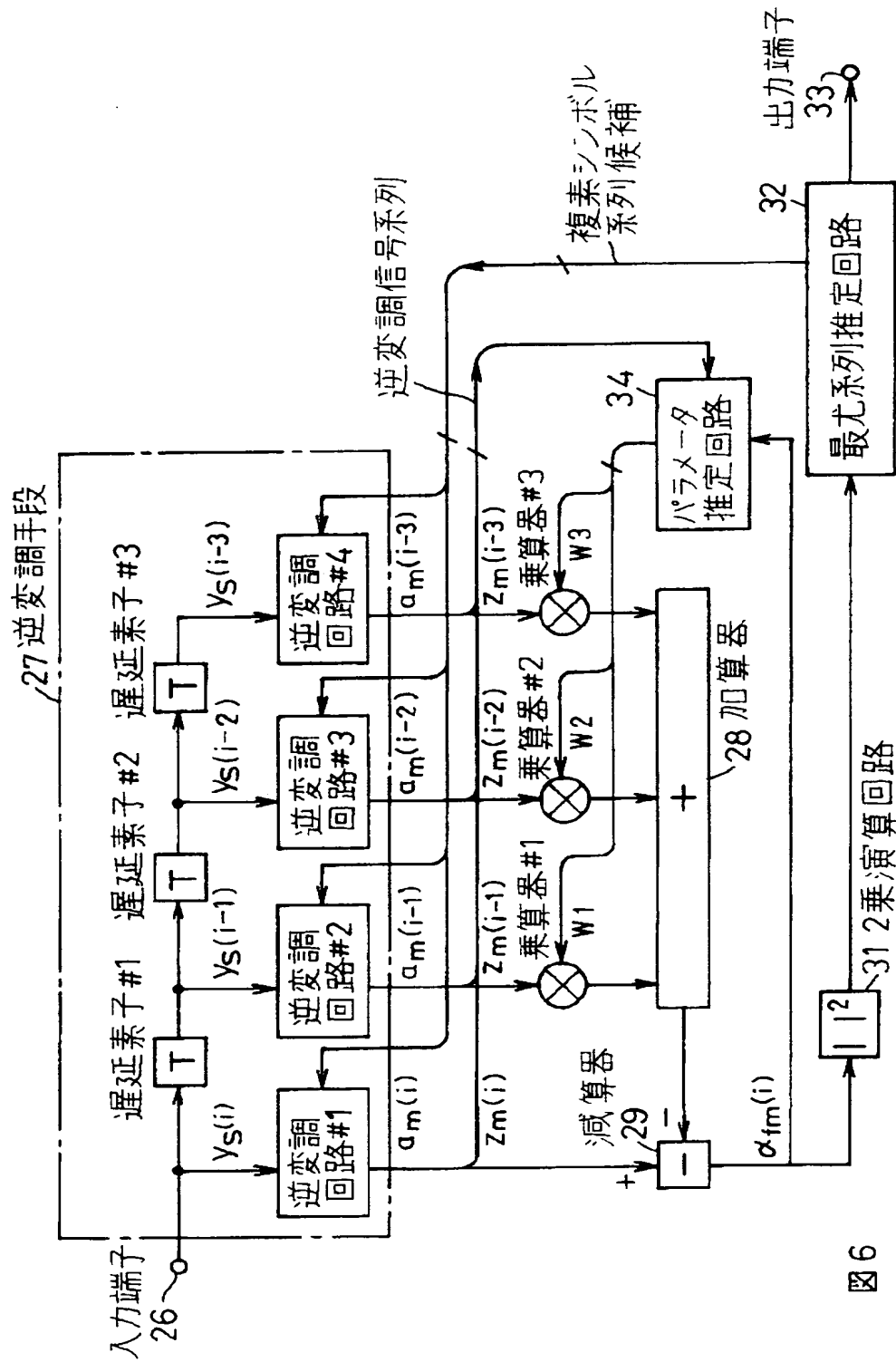


図6